

2-3 多数の波源による集積効果を考慮した電磁妨害波許容値の設定法

2-3 Definition of Emission Limit with the Consideration of Aggregation Effects of Multiple Disturbance Sources

松本 泰 後藤 薫 山中 幸雄

MATSUMOTO Yasushi, GOTOH Kaoru, and YAMANAKA Yukio

複数波源からの非意図的な妨害波放射による妨害波の集積が、許容値設定モデルに与える影響について検討した。被干渉受信機から一定距離以上離れた領域に妨害波源が一様分布に従ってランダムに分布していると想定し、全ての波源からの妨害波の受信電力（以下、総受信電力と記す）のデシベル単位の平均、標準偏差、確率分布を理論計算及びモンテカルロシミュレーションによって評価し、妨害波の集積を考慮しない場合と比較した。妨害波源の密度が、ある臨界値よりも非常に小さい条件下では、総受信電力の確率分布は非対称な釣鐘型を示し、そのデシベル単位の平均値は線形平均のデシベル換算値と大きく異なる。また、受信機から最も近い単一波源による妨害波受信電力と、総受信電力の比はほぼ一定である。しかし波源密度が高くなるにつれ、集積効果が顕著になり、総受信電力の確率分布は対称性が増し、同時に標準偏差が減少する。すなわち総受信電力は確定値に近づく。また妨害波の総受信電力と最も近い単一波源による妨害波電力との比は、波源密度に従って増加する。以上の結果に基づき、最も近い単一波源のみを想定した従来の許容値計算方法に対して、集積効果を導入する方法について述べる。

The effect of the aggregation of interference due to unintentional electromagnetic emissions from multiple sources on the limit-setting model is studied. Assuming that the disturbance sources are randomly distributed following a uniform distribution in an area that is farther than a reference distance from a victim receiver, the mean, standard deviation, and probability distribution of the total received disturbance power in decibels were evaluated by theoretical calculations and Monte Carlo simulations and results were compared with the case considering only the nearest source (without the aggregation). It was found that a critical value exists for the disturbance source density, and when the source density is much smaller than the critical value, the probability distribution of the total received disturbance power exhibits an asymmetric bell-shaped distribution. The average value of the total received power in decibels differs significantly from the decibel conversion of the linear average. The ratio of the total disturbance power to the disturbance power caused by the nearest source is nearly constant regardless of the source density. However, as the source density increases, the aggregation effect becomes more significant and the probability distribution of the total received disturbance power becomes a sharp symmetrical distribution with a reduced standard deviation, which indicates that the total received power approaches a deterministic value. At the same time, the ratio of the total disturbance power to the disturbance power from the nearest source increases with the source density. Based on the above results, it is discussed how aggregation of disturbance can be introduced to the current limit-setting model that is on the basis of one (source) to one (victim receiver) interference scenario.

1 まえがき

第五世代 (5G) 無線システムの普及に伴い、数多くの無線デバイスが携帯端末としてのみならず、様々な機

器に組み込まれて通信を行う状況になっている。一方で高効率スイッチング電源による省エネルギー家電の普及や、ワイヤレス電力伝送などの電磁エネルギーの多様な利用が実現しつつある。このような状況では、

複数の電子機器から意図せずに放射される電磁波による干渉が集積し、無線受信機が干渉を受けるリスクが高くなっていることが指摘されている [1][2]。このリスクの低減のためには、妨害波源の密度増加を予測し、それを適切に考慮した妨害波許容値の設定が必要となる。

国際無線障害特別委員会 (CISPR) では、非意図的な電磁妨害波を規制するため、波源から一定の基準距離で無線業務を保護するための許容値を定めている。この基準距離は保護距離と呼ばれており、住宅環境では一般に 10 m が用いられる。上記の許容値は製品に対する電磁妨害波の試験結果に適用されるが、妨害波試験ではオープンエリア試験サイトや電波暗室など障害物の無い試験場において供試機器から一定の距離 (保護距離と同じ場合が多い) における最大放射方向を探索し、妨害波電界強度を測定する。一方、実際の環境では被干渉無線受信機が受信する妨害波強度は必ずしも最大ではなく、妨害波の放射指向性、波源までの距離や伝搬損、伝搬路上にある障害物や建物の影響など多くのパラメータに依存し、そのほとんどがランダムに変化することを考慮する必要がある。このため CISPR では統計的手法を用いた許容値設定モデル [3] を開発している。このモデルでは、妨害波受信強度に影響するいくつかの主要な確率要素をデシベル単位の独立した確率変数として定義している。さらにこれらの確率変数の和が正規分布に従うと仮定すると、無線受信が正常に行われる条件を所定の確率で満足する妨害電界強度を推定できる。したがって現実の状況で確率要素の正確な統計分布がわからない場合でも、デシベル単位の各確率変数の平均値と標準偏差だけを定めれば許容値を計算できるため、実用的な許容値設定には便利である。このモデルに基づけば、波源の空間密度が高くなると被干渉受信機から最も近い波源までの距離が平均的に短くなるため、妨害波許容値は厳しくなる方向に計算される [4]。しかし、従来の許容値設定モデルは、1 対 1 の干渉シナリオに基づいており、多数の波源が存在する場合でも、被干渉受信機の場所から最も近い (あるいは最も強い) 妨害波が卓越することが前提となり、複数波源による妨害波の集積効果は考慮されていない。このため CISPR では、妨害波許容値に集積効果を導入するために必要な検討を長期的課題として設定している。

電磁干渉の集積効果は、従来、無線ネットワークシステムの研究分野で広く研究されてきた [5]-[8]。たとえば文献 [6] は干渉源の位置がポアソン点過程に従うと仮定して、総干渉電力の正確な特性関数 (Characteristic Function: CF) と確率密度関数 (Probability Density Function: PDF) を導出する解析的手法を示した。しか

しこの方法では、いくつかの特殊なケースを除いて閉形式の PDF を導出できないため、集積効果の有無による干渉電力への影響を直接知ることはできない。また、上記の方法は、許容値設定モデルにおいて最悪のシナリオとして考慮する必要のある遠方界における自由空間伝搬の場合には基本的に適用できないことに注意する必要がある。文献 [7] では、最も近い波源からの干渉電力の PDF が厳密な閉形式で示され、無線回線の性能評価に適用されている。一方、EMC 特に被意図的な放射妨害波の研究分野では、集積効果についての研究は非常に少ない。文献 [9] では、電力線通信 (Power Line Communication: PLC) システムからの非意図的な放射によって引き起こされる干渉の集積効果が検討された。地上に一樣に分布する妨害波源からの総干渉電力の平均値を計算し、高い感度を要求される無線受信局からの必要な除外距離 (その内側では波源の動作を制限する距離) を評価している。

無線ネットワークシステムの性能評価や、その最適化問題の一つとしての集積効果の検討は、数学的な一般性と厳密さを確保している反面、数式の導出や表現は妨害波許容値を定めるための標準化活動に携わる EMC 技術者にとっては理解しやすいとはいえない。また、筆者らの知る限り、CISPR の許容値設定に集積効果を導入するために必要な、単一波源による妨害波強度と全波源による妨害波強度の比についての検討はされておらず、またデシベル単位の総干渉電力の統計分布について言及していない。なおデシベル単位の干渉電力の平均値 $10\log_{10}(\sum p_i)$ は、デシベル単位の個別干渉電力の平均値 $10\log_{10}(p_i)$ と、線形平均した総電力 $10\log_{10}(\overline{\sum p_i})$ のデシベル変換値とも異なることに注意が必要である (ここで p_i は波源 #i による妨害波の受信電力を表す)。

このような背景を考慮し、本稿では、無線業務保護のための妨害波許容値設定モデルに対して妨害波の集積効果をどのように導入できるかを検討した。将来集積効果を考慮すべき具体的な妨害波源としては、無線電力伝送 (Wireless Power Transfer: WPT) システム [10][11] や発光ダイオード (Light Emitting Diode: LED) 照明 [12] を含む干渉シナリオが挙げられる。筆者らは電気自動車用 WPT システムの許容値を設定するために、単一 WPT からの干渉電力を数値的に計算しているが [10]、住宅環境において WPT システムの普及率 (空間密度) が低いと仮定し、集積効果は考慮していない。しかし、電気自動車だけでなく、一般の携帯端末や情報家電に対する WPT 充電・給電が普及すると集積効果の考慮が必要になるとと思われる。また LED 照明については、単一 LED 電球からのインパルス状放射ノイズの振幅確率分布 (APD) を測定し、デジタルテ

レビ放送の受信に及ぼす干渉の影響を検討しているが [12]、家庭用でも複数の LED 照明が実装されるのが一般的であることから、今後集積効果を考慮した許容値設定が必要となると考えられる。

本報告では、単純な二次元モデルを仮定して、全波源からの妨害波の総受信電力(デシベル単位)の統計的特性(平均値、標準偏差、確率密度)を求めるための理論検討を行う。その結果とモンテカルロシミュレーションを用いて、波源密度が妨害波の総電力の統計パラメータに与える影響を評価し、許容値設定モデルの確率要素に集積効果をどのように導入するかを考察する。以下、**2**では従来の許容値設定モデル及び干渉集積モデルの概要と必要な前提条件について述べる。**3**では、妨害波の総電力の線形平均値と標準偏差から基本的な考察を行うとともに、波源密度と電波伝搬係数の様々な組み合わせを想定し、理論計算とモンテカルロシミュレーションによって、デシベル単位の妨害波電力の統計的特性を評価する。**4**では、集積の有無による妨害波電力の統計値を比較することで、現在使用されている許容値設定モデルに集積効果を導入する方法について議論する。**5**は結論である。

2 許容値設定モデルと想定する干渉シナリオ

2.1 電波防護のための許容値設定モデル

許容値設定の基本モデル [3] を図 1 に示す。EMC 試験場では測定距離 $d_m (> 0)$ において、方位スキャン、アンテナ高さスキャン及び周波数スキャンを用いて、様々な動作モードで被測定機器からの最大エミッションの方向と周波数を探索する。そして、最大電界強度 $E_i(d_m)$ を、当該規格において測定距離で規定されている妨害波許容値 $E_{limit}(d_m)$ と比較する。場合によっては、複数の測定距離が、関連する許容値とともに定義されることもあるが、許容値算出の際には、妨害波強度の統計分布を想定するための波源からの基準距離 $d (> 0)$ を一意に定義することが必要である。**1**で述べたように、一般的な基準距離は、住宅環境において 10 m である。

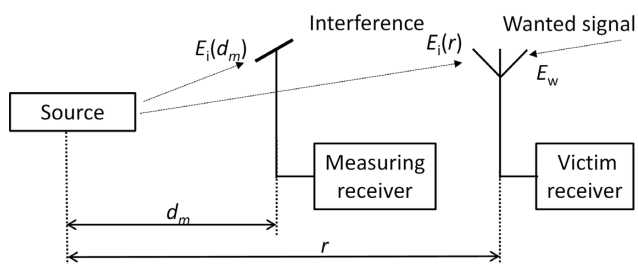


図 1 1対1干渉モデルに基づく許容値設定モデル

被干渉受信機が保護されるための妨害波に対する基本的要求は、波源が基準距離だけ離れた状態で妨害波電界強度 $E_i(d)$ が次の条件を満足することである。

$$E_i(d) \leq E_w - R_p \text{ (dB)} \quad (1a)$$

ここで、 E_w は希望信号の最小利用可能電界強度、 R_p は RF 保護比である。パラメータ E_w と R_p は、IEC の WEB サイトに公開されている無線業務データベース [14] から入手可能である。同様に、波源から距離 r に位置する被干渉受信機は、以下の条件が満たされる場合には保護される：

$$E_i(r) = E_i(d) + 10 \log_{10}(f(r)) \leq E_w - R_p \text{ (dB)}, \quad (1b)$$

$$f(r) \equiv \left(\frac{e_i(r)}{e_i(d)} \right)^2 \quad (1c)$$

関数 $f(r)$ は伝搬則を表し、 $e_i(r)$ 、 $e_i(d)$ はそれぞれ距離 r 、 d における線形(対数でなく真数)の妨害波電界強度を表す。基準距離における妨害電界強度 $E_i(d)$ が (1a) の右辺で与えられる値を超えても、実際には必ずしも妨害の発生を意味しないことに注意する必要がある。なぜなら、妨害の発生には、電波を受信する時間と周波数が一致することが必要なためである。さらに、受信干渉電力に影響を与える要因は多く、そのほとんどがランダムであるため、以下のような統計的なアプローチが開発されている [3]。基準距離 d で定義される許容値 $E_{limit}(d)$ は、次のように推定される。

$$E_{limit}(d) = \overline{E_w} - R_p + \sum_i \mu_i - t_\alpha \left(\sigma_w^2 + \sum_i \sigma_i^2 \right)^{\frac{1}{2}} \text{ (dB)} \quad (2)$$

ただし

- $\overline{E_w}$: 希望信号電界強度の平均値 (dB μ V/m)、
- R_p : 保護比 (dB)、
- μ_i : 確率要素 # i の平均値 (dB)、
- t_α : 電波の受信信頼度を表す確率 α の標準正規分布の α 分位値、
- σ_w : 希望信号電界強度の標準偏差 (dB)、
- σ_i : 確率要素 # i の標準偏差 (dB)。

前述したように、放射妨害波試験では最大放射電界強度が測定される。したがって、各確率要素 # i は、基準距離における最大電界強度からの被干渉受信機における実際の電界強度(または妨害波電力)の比(デシベル単位では差)を表す。一般的に使用される確率要素には、周波数一致、時間一致、場所一致、受信アンテナの指向性などがある。各確率要素 # i の確率分布を知る必要はないが、その平均と標準偏差を指定する必要がある。さらに、各確率要素は独立であり、確率要素

の和は正規分布に従うと仮定する。以上のような仮定と制約があるため、(2) は、許容値を設定するための議論の出発点として、許容値の概算を提供するものであると理解する必要がある。基準距離 d における電界強度許容値 $E_{\text{limit}}(d)$ が決まれば、これを試験場における測定距離 d_m での許容値に変換する。

実環境における波源と被干渉受信機との距離 r は、必ずしも基準距離と等しくない。このため場所の一致の確率要素を、実際の波源距離から基準距離までのデシベル単位の減衰で定義する。すなわち $-10\log_{10}(f(r))$ である。この確率要素は、基準距離に (仮に) 波源を置いた場合の受信電力で正規化された平均妨害波電力 (デシベル値) の符号反転に等しい。この確率要素は、従来の許容値設定モデルでは受信機に最も近い波源からの伝搬損失 $-10\log_{10}(f(r_1))$ によって定義できる。ここで r_1 は最も近い波源から受信機までの距離である。1 (波源) 対 1 (被干渉受信機) の干渉シナリオに基づく妨害波許容値設定モデルに、妨害波の集積効果を導入する最も簡単な方法は、この確率要素を $-10\log_{10}(\sum_{i=1}^N f(r_i))$ によって再定義する、すなわち最寄りの波源による受信電力を、 N 個の波源による妨害波の総電力で置き換えればよいと考えられる。なお、場所一致以外の確率要素は、1 対 1 の干渉シナリオでは有効であっても、総干渉電力を推定する際に必ずしも適用できるとは限らない。この問題は 4 で述べる。

2.2 干渉モデル及び妨害波集積効果評価の前提条件

本節では、空間的に分布している複数波源による妨害波集積のモデルについて検討する。非意図的な妨害波のモデル化については、以下の点を重視する必要がある。

- 1) エミッション (妨害波) 規格は、受信機から基準距離 d 以内に位置する波源による寄与を除外している。これは受信機と妨害波源が同一の所有者もしくは運用者により動作している場合 (たとえば住宅環境で同一敷地内にある場合) は、妨害波源を停止もしくは場所の移動が可能であるとの前提による。そのため、受信機を中心とした半径 d の円形領域から波源が除外されることを想定している。したがって、この基準距離は妨害波の集積の影響を検討する上で重要なパラメータである。
- 2) 無線システムの送信パラメータ (送信機数、アンテナの指向性、送信電力、周波数、帯域幅など) は、十分に規定されているのに対し、非意図的な波源の放射特性は一般に未知であり、設置、配線、動作モードなど多くの要因によって大きく変化する。このような放射特性の影響は、電磁界の数値解析 [11][15]

や測定によって、比較的小さな空間スケールで評価することができる。一方、巨視的なスケールで集積効果を検討するには解析の複雑化やパラメータの不確かさの影響を避けるため、単純なモデルが望まれる。このため以下では最も単純かつ最悪ケースとして、測定距離において電磁界強度が許容値に等しくなるような無指向性の妨害波放射を仮定する。また、距離による伝搬損のほか建物による遮蔽や壁による減衰は考慮しない。

以上の点を考慮して、図 2 に示すような 2 次元形状の単純な干渉モデルを仮定する。原点に被干渉受信機を置き、内半径 d (基準距離)、外半径 r_m ($\gg d$) の環状領域内に波源 $\#i$ ($i = 1 \sim N, N \gg 1$) がランダムに配置される。波源密度は ρ_e である。波源密度の推定には、工業統計、人口・土地統計、関連する国際標準などが利用できる。一例として、文献 [16] では建物密度が $10^{-4} (\text{m}^{-2})$ 未満の開けた田園地帯を「農村部」と定義している。また、住宅環境における波源となる製品の推定普及率を考慮して許容値を議論すべき場合も考えられる。(世帯当たりの) 普及率は、波源密度 ρ_e に世帯の敷地の平均面積 (平均世帯面積) を乗じて与えられる。逆に波源密度は、例えば、普及率が 3% で、平均世帯面積が 300 m^2 の場合、 $\rho_e = 10^{-4} \text{ m}^{-2}$ となる。このモデルでは、以下を仮定する。

- 1) 各波源 $\#i$ の位置 (r_i, θ_i) は独立で下記の一様分布に従う。

$$\text{PDF}(r_i, \theta_i) = \text{PDF}(r_i) \cdot \text{PDF}(\theta_i) = \frac{2r_i}{r_m^2 - d^2} \cdot \frac{1}{2\pi} \quad (3)$$

- 2) 被干渉受信機のアンテナと妨害波放射の指向性は無指向性とする。無指向性の放射は、電気自動車用 WPT システムの送受電コイルなどに適用可能と思われる [11]。あるいは、スイッチング電源から発生し、垂直な電力線に沿って流れるコモンモード妨害電流からの放射を垂直モノポールアンテナでモデ

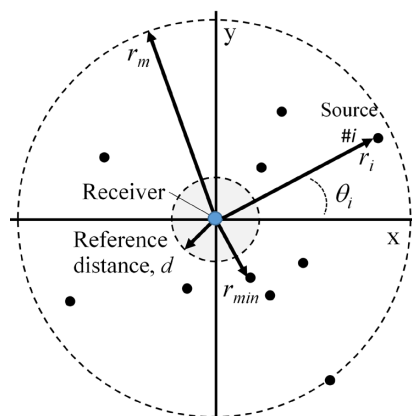


図 2 集積効果を検討するためのランダムに分布した波源を含む 2 次元モデル

ル化した例 [3] にも適用可能と思われる。

- 3) 各波源は、測定距離離れた地点で妨害波許容値と等しい電界強度を発生させる。
- 4) 各波源から被干渉受信機までの伝搬減衰には同じ伝搬則 $f(r)$ が適用される。代表的な伝搬則としては伝搬係数 x を用いた次の形式が用いられる。

$$p_{ri} = f(r_i) \quad (4)$$

$$f(r_i) = \left(\frac{r_i}{d}\right)^{-2x} \quad (5)$$

自由空間の遠方界においては $x=1$ である。

- 5) 波源間及び波源と受信機間の相互結合は無視する。

3 線形及びデシベルスケールにおける妨害波総電力の統計的性質 [17]

3.1 妨害波総電力の線形平均及び標準偏差

ここではまず、妨害波総電力の線形平均と標準偏差を評価する。これらは、後述するデシベルスケールにおける妨害波総電力の統計との違いを認識する際に有用である。式 (3)、(4) から、波源 $\#i$ から放射される妨害波の受信電力 p_{ri} 及び 2 乗値 p_{ri}^2 の平均はそれぞれ以下のように与えられる。

$$\overline{p_{ri}} = \int_0^{2\pi} \int_d^{r_m} f(r_i) \frac{2r_i}{r_m^2 - d^2} \frac{1}{2\pi} dr_i d\theta \quad (6)$$

$$\overline{p_{ri}^2} = \int_0^{2\pi} \int_d^{r_m} f^2(r_i) \frac{2r_i}{r_m^2 - d^2} \frac{1}{2\pi} dr_i d\theta \quad (7)$$

図2の円環状領域 ($d < r_i \leq r_m$) 内に存在する波源数は $\pi(r_m^2 - d^2)\rho_e = N$ であるので妨害波の総受信電力の平均と分散は

$$\overline{p_r}(d, r_m, \rho_e) = N\overline{p_{ri}} = 2\pi\rho_e \int_d^{r_m} f(r)r dr \quad (8)$$

$$\sigma^2(d, r_m, \rho_e) = N(\overline{p_{ri}^2} - (\overline{p_{ri}})^2) \quad (9)$$

伝搬則が式 (5) で表される場合は伝搬係数 x に応じて下記ようになる。

- 1) $x=1$ 自由空間の遠方界の場合

$$\overline{p_r}(d, r_m, \rho_e) = \pi d^2 \rho_e \log_e \left(\frac{r_m^2}{d^2}\right) \quad (10)$$

$$\sigma^2(d, r_m, \rho_e) = \pi d^2 \rho_e \left[\left(1 - \left(\frac{d}{r_m}\right)^2\right) - \left(\frac{d^2}{r_m^2 - d^2}\right) \left(\log_e \left(\frac{r_m^2}{d^2}\right)\right)^2 \right] \quad (11)$$

- 2) $x>1$ の場合

$$\overline{p_r}(d, r_m, \rho_e) = \frac{\pi d^2 \rho_e}{x-1} \left(1 - \left(\frac{d}{r_m}\right)^{2x-2}\right) \quad (12)$$

$$\sigma^2(d, r_m, \rho_e) = \pi d^2 \rho_e \left[\frac{1}{2x-1} \left(1 - \left(\frac{d}{r_m}\right)^{4x-2}\right) - \left(\frac{d^2}{r_m^2 - d^2}\right) \left(\frac{1}{x-1} \left(1 - \left(\frac{d}{r_m}\right)^{2x-2}\right)\right)^2 \right] \quad (13)$$

妨害波源の存在領域 (図2) の外側半径 r_m が十分大きくなると、 $x=1$ の場合の平均電力 (式 (10)) は発散する一方、 $x>1$ の場合 (式 (12)) は下記の一定値に近づく。

$$\overline{p_r}(d, \infty, \rho_e) = \frac{\pi d^2 \rho_e}{x-1} \quad (x > 1) \quad (14)$$

式 (10) と (14) から、外側半径が無限に大きくなっても妨害波総受信電力の平均値が 1 (すなわち単一の波源が基準距離に位置する場合の妨害波受信電力) を超えないような波源密度の臨界値が存在することが分かる。

$$\rho_{e0} = \frac{x-1}{\pi d^2} \quad (15)$$

ただし、上記は平面状の 2 次元モデルにおける結果であり、実際の地上における電波伝搬では $x=1$ (遠方界の見通し伝搬) が得られる距離は限られることに注意が必要である。たとえば短波帯における地表波の伝搬係数 x は、大地の電気定数に依存し、周波数 30 MHz において 10 km 以内の距離では 2 程度である [18]。

一方、妨害波総受信電力の分散は外側半径 r_m が十分大きくなると下記に漸近する。

$$\sigma^2(d, \infty, \rho_e) = \frac{\pi d^2 \rho_e}{2x-1} \quad (16)$$

妨害波総電力の標準偏差と平均値の比は外側半径 r_m が十分大きい場合下記のように、波源密度の 1/2 乗に反比例して減少することがわかる。これは波源密度が非常に大きい場合には妨害波電力が平均値の周囲に集中し、確定値に近づくことを示す。

$$\frac{\sigma(d, r_m, \rho_e)}{\overline{p_r}(d, r_m, \rho_e)} \cong \begin{cases} \left[2\sqrt{\pi d^2 \rho_e} \log_e \left(\frac{r_m}{d}\right)\right]^{-1} & (x=1) \\ \frac{(x-1)}{\sqrt{\pi d^2 \rho_e (2x-1)}} & (x>1) \end{cases} \quad (17)$$

3.2 デシベルスケールにおける妨害波総電力の平均値と標準偏差

1 で述べたように、許容値設定モデルに適用するた

2 先端 EMC 技術 (通信 EMC)

めには、デシベルスケールにおける妨害波総電力の平均値と標準偏差が必要である。対数関数の非線形性のため、式(10)～(13)で与えられる妨害波総電力の線形平均値と標準偏差をデシベル変換した結果は使用できない。**2**に述べたとおり、許容値算出には妨害波強度の統計分布から必要な無線保護の確率 α に対するパーセンタイル値を求める必要がある。デシベルスケールの妨害波電力が正規分布で近似できる場合、必要なパーセンタイル値はデシベルスケールの分布の平均値と標準偏差を用いて求めることができる。後述するようにデシベルスケールの妨害波総電力の分布は、若干の非対称性があるが最頻値の周囲では正規分布と似た形状を持つため、上記の方法が適用できる。

図2のモデルでは、 $N (>> 1)$ 個の妨害波源が存在し、それぞれが受信機から距離 r_i ($d < r_i \leq r_m$)を持ってしていると仮定した。距離の集合 $\{r_i\}$ ($i=1 \sim N$)を昇順に並べ替え、集合 $\{r_n\}$ ($n=1 \sim N$)を得たとする。受信機から最も近い波源までの最小距離は r_1 で表される。波源がランダムに配置されているため、各距離 r_n は確率変数であり、 r_i と r_n の関係もランダムである。しかし、上記の並び替えが干渉電力の総和に影響を与えないことは明らかである。伝搬則 $f(r)$ は距離 r の単調減少関数であるため、最小距離 r_1 は受信機における妨害波総受信電力に最も大きく影響する。したがって、妨害波総電力を、最も近い波源 p_1 の寄与と他のすべての波源による寄与 p_a の和として、次のように表現する。

$$p_r = p_1 + p_a = f(r_1) + \sum_{n=2}^N f(r_n) \quad (18)$$

現在の許容値設定モデル[3]では、1対1の干渉シナリオであるため、最寄り以外の波源による寄与 p_a はゼロである。最寄り波源以外からの寄与 p_a は、最寄り波源までの距離 r_1 よりも遠くにあるすべての波源の位置に依存した確率変数であるが、ここではその平均値で近似する。式(8)から以下が得られる。

$$p_a(r_1) \cong \int_{r_1}^{r_m} 2\pi\rho_e r f(r) dr \quad (19)$$

伝搬測が単純に式(5)で定まる場合、式(19)は下記のようになる。

$$p_a(r_1) = 2\pi\rho_e d^2 \log_e \left(\frac{r_m}{r_1} \right) \quad (x=1) \quad (20a)$$

$$p_a(r_1) = \frac{\pi\rho_e d^2}{x-1} \left(\frac{r_1}{d} \right)^{-2x+2} \left(1 - \left(\frac{r_m}{r_1} \right)^{-2x+2} \right) \quad (x>1) \quad (20b)$$

式(19)、(20)は、 r_1 よりも遠方にある距離 r_2 から r_N (いずれも確率変数)の $N-1$ 個の波源による妨害波の総電力を単一の確率変数 r_1 を使って近似した結果である。なお式(20b)において、 $(r_m/r_1)^{-2x+2}$ の項は、 $(r_m/d)^{-2x+2}$ が1より十分小さい場合には無視できる。そうでない場合、特に $x \cong 1$ の場合、項 $(1 - (r_m/r_1)^{-2x+2})$ は $2(x-1) \log_e (r_m/r_1)$ で近似でき、これを式(20b)に適用すると式(20a)と等しい結果になる。式(18)と(19)から妨害波のデシベルスケールの総受信電力 P_{dB} は最寄りの波源までの距離(確率変数 r_1)の関数として下記のように近似できる。

$$p_r(r_1) \cong f(r_1) + \int_{r_1}^{r_m} 2\pi\rho_e r f(r) dr, \quad (21a)$$

$$P_{dB}(r_1) = 10 \log_{10}(p_r(r_1)) \quad (21b)$$

デシベルスケールの妨害波総受信電力 P_{dB} の平均値 $\overline{P_{dB}}$ は式(21)を確率変数 r_1 に関して平均すれば求められる。最寄り波源までの距離 r_1 の取り得る範囲は d から r_m までであるので

$$\overline{P_{dB}}(d, r_m, \rho_e) \cong \int_d^{r_m} P_{dB}(r_1) \text{PDF}(r_1|d) dr_1 \quad (22)$$

ここで $\text{PDF}(r_1|d)$ は、図2で示した半径 d の基準距離以内では波源が存在しないとする場合の最寄り波源までの距離 r_1 のPDFであり、全波源数 N が1よりも十分大きい場合は基準距離 d を下限とする(truncateされた)Rayleigh分布となる。

$$\text{PDF}(r_1|d) = \begin{cases} 2\pi\rho_e r_1 \exp(-\pi\rho_e r_1^2) \exp(\pi\rho_e d^2) & (r_1 > d) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (23)$$

式(23)の規格化係数 $\exp(\pi\rho_e d^2)$ は、厳密にはRayleigh分布のPDFを d から r_m まで積分して得られる値の逆数である $\exp(\pi\rho_e d^2)(1 - \exp(-\pi\rho_e(r_m^2 - d^2)))^{-1}$ である。しかし全波源数が十分大($N = \pi\rho_e(r_m^2 - d^2) \gg 1$)の場合には $\exp(-\pi\rho_e(r_m^2 - d^2))$ の影響は無視できる。デシベルスケールでの妨害波総受信電力 P_{dB} の分散は下記のようになる。

$$\sigma_{dB}^2(d, r_m, \rho_e) \cong \int_d^{r_m} (P_{dB}(r_1))^2 \text{PDF}(r_1|d) dr_1 - \overline{P_{dB}}^2 \quad (24)$$

なお、妨害波のデシベルスケールの総受信電力 P_{dB} は、近似式(21)のように最寄りの波源までの距離 r_1 の関数として表現されているため、距離 r_1 から総電力 P_{dB} への確率変数の変換によって P_{dB} の従うPDFを近似的に求めることができる。両者の関係は式(21)を用いる。

$$\text{PDF}(P_{\text{dB}}(r_1)) \cong \text{PDF}(r_1|d) \left| \frac{dP_{\text{dB}}(r_1)}{dr_1} \right|^{-1} \quad (25)$$

$$\frac{dP_{\text{dB}}(r_1)}{dr_1} = \frac{E}{p_r(r_1)} (f'(r_1) - 2\pi\rho_e r_1 f(r_1)) \quad (26)$$

$$E \cong 10\log_{10}(e) \cong 4.3 \text{ (dB)} \quad (27)$$

3.3 妨害波総受信電力の平均値と標準偏差の計算及びシミュレーションによる評価

3.1、3.2の結果を用いて、デシベルスケールの妨害波の総受信電力の平均値と標準偏差を算出した。図2に示す円環状の波源存在範囲の内側半径(すなわち基準距離 d)は10 m、外側半径 r_m は5,000 mとしている。これは住宅環境における妨害波の集積効果を想定した値である。また、伝搬係数 x は1~3を想定した。ただし $x=1$ すなわち遠方界の自由空間伝搬が、すべての受信点から最大5 km離れた波源までの間で得られる条件は、実際には少ないと考えられる。比較のためにモンテカルロシミュレーションも実施した。上記円環状の領域内で一様な分布になるように波源をランダムに配置した。波源から被干渉受信機までの距離による減衰は式(3)により計算し、受信点における妨害波電力を線形に合計して総受信電力を求めた。1条件あたりの試行回数は、計算時間の制限から、波源密度が 10^{-3} m^{-2} 以下の場合には32,000回、 10^{-2} m^{-2} の場合には3,000回である。上記回数繰り返しの繰り返しにより、総受信電力のヒストグラムを作成した。またヒストグラムにおける受信電力の各ビンの高さ(相対頻度)は、理論計算によって得られた確率密度と比較するために、その間隔 ΔP (dB)で正規化している。

なお、別途行ったシミュレーションの結果[13]によれば、伝搬係数 x が1.3以上になると、想定する波源存在範囲の外側半径 $r_m=500 \text{ m}$ の場合のデシベルスケールの妨害波総電力の平均値は、 $r_m=5,000 \text{ m}$ の場合と1 dB以下の差になる。これは想定する妨害波源の存在環境が見通し伝搬でない限り、妨害波の総受信電力に寄与するのは受信点から距離数百 m以内に存在する波源に限られることを示している。同様の結果は文献[19]で報告された短波帯における人工雑音の測定結果からも示されている。

図3に、いくつかの伝搬係数 x について、波源密度 ρ_e に対する妨害波のデシベルスケールの総受信電力 P_{dB} の平均値 $\overline{P_{\text{dB}}}$ の例を示す。ただし総受信電力は、基準距離 d に置かれた単一の波源による妨害波受信電力で規格化されている。式(21a)、(21b)、(22)を用いて得られた計算結果は、シミュレーション結果と1 dB以下の差で

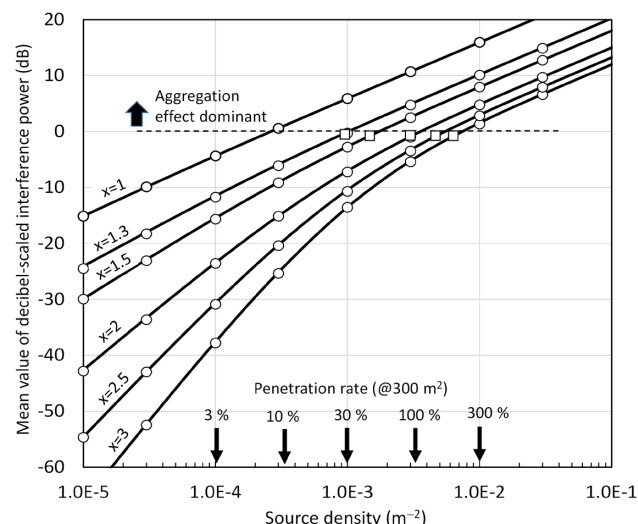


図3 波源密度に対するデシベルスケールの妨害波総受信電力の平均値
○:シミュレーション結果 実線:計算結果 □:式(15)で与えられる臨界波源密度における妨害波総受信電力

よく一致する。図では、式(15)で計算した臨界波源密度 ρ_{e0} を、四角のマーカーで曲線上にプロットしている。その結果は、妨害波の総受信電力0 dB(すなわち距離 d における単一波源による妨害波電力)を示す破線とほぼ一致する。波源密度が臨界値より大きい場合、平均総電力は波源密度に対して10 dB/decadeの勾配で増加し、これは伝搬係数 x に依存しない。一方、波源密度が臨界値よりも十分小さい場合には、妨害波の総電力は波源密度に対しほぼ $10x$ dB/decadeの勾配を示す。これは波源密度が小さい場合には、最寄りの波源までの距離が基準距離 d よりも十分に長くなり、妨害波総受信電力は最寄りの波源からの妨害波電力に支配されるためだと理解できる。波源密度が小さい場合($\pi\rho_e d^2 \ll 1$)には、最寄り波源までの距離 r_1 の従う確率分布は式(23)において $\exp(\pi\rho_e d^2) \cong 1$ となるためにほぼRayleigh分布とみなせる。この場合距離 r_1 の平均は $1/\pi\rho_e$ の1/2乗に比例し、その結果最寄りの波源からの妨害波の伝搬損は波源密度に対して $-10x$ dB/decadeの勾配を持つ。したがって総受信電力のデシベル平均値も $-10x$ dB/decadeの勾配を持つと理解できる。以上の結果は、3.1で述べた総電力の線形平均値(式(10)及び式(12))が波源密度及び伝搬係数 x にかかわらず波源密度の1乗に比例することと大きく異なる。

図4には、妨害波の総受信電力の標準偏差の計算結果とシミュレーション結果を示している。計算結果は、シミュレーション結果と1 dB以下の差でよく一致する。図中、破線は、妨害波総受信電力のデシベルスケールの平均値が正になる境界線を示しているが、これは波源密度が臨界値 ρ_{e0} より高いという条件に相当する。妨害波総受信電力の標準偏差は波源密度が高くなるにつれて減少し、妨害波総受信電力が正の(すな

2 先端 EMC 技術 (通信 EMC)

わち単一波源を基準距離 d に設置した場合の妨害波受信電力よりも大きくなる) 場合の標準偏差は 3 dB 以下となる。この傾向は妨害波総受信電力の線形平均値に対する標準偏差の比(式(17))が波源密度の増加とともに減少することに相当する。標準偏差がゼロに接近すると、デシベルスケールの妨害波電力は確定値として近似可能である。

3.4 妨害波の総受信電力の確率分布

1 で述べたように、CISPR の許容値設定モデルでは、デシベルスケールの妨害波電力の平均値と標準偏差が必要であるが、必ずしも確率分布を知る必要はない。しかし、妨害波の総受信電力の PDF の形状は、妨害

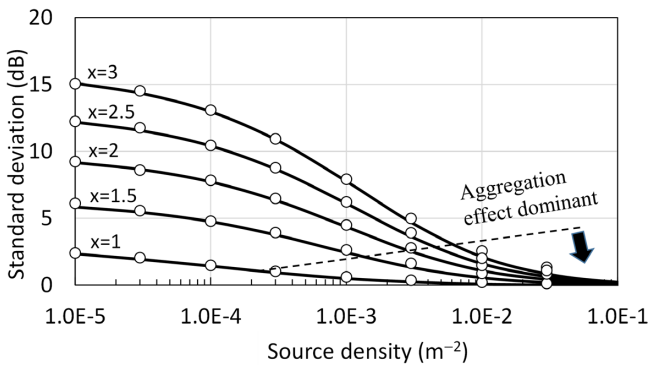


図4 波源密度に対するデシベルスケールの妨害波総受信電力の標準偏差
○: シミュレーション結果 実線: 計算結果 破線との交点は式(15)で与えられる臨界波源密度における値を示す

波電力の統計的性質や波源密度への依存性を理解する上で有用である。

図5の実線は、異なる波源密度に対して近似式(25)を用いて計算した妨害波総電力のPDFである。確率分布の鋭さを比較するため、各グラフでは横と縦のスケールを統一している。比較のため、モンテカルロシミュレーションの結果もヒストグラムで示している。なお、確率密度との比較のために、ヒストグラムの各ビンの高さ(相対頻度)はビンの間隔 ΔP (dB) で正規化している。また、最も近い波源からの干渉電力のPDF、すなわち式(18)において集積を表す項 p_a を省いて計算した結果を点線でプロットしている。これらの結果を比較すると、次のような点がわかる。

- 1) 一般に、波源密度の増加に伴って総受信電力の分布は鋭くなり、大きな最頻値を持つ。この傾向は、図3及び図4に示した波源密度の増加に伴う妨害電力の増加と、標準偏差の減少と一致する。ただしPDFは形状を保ちつつ分布の幅が狭くなるのではなく、波源密度に依存して異なる形状に変化することが分かる。なお、図5 ($x=2, d=10$ m) の場合の臨界密度は 3×10^{-3} である。
- 2) 波源密度が臨界密度より十分に低い場合、図5aに示すように、PDFは受信電力の正側にやや長い裾野を持つ非対称な形状を示す。図5aにおいて分布の最頻値は -40 dB よりも若干高く、図3に示した平均値に近い。一方、式(12)による線形干渉電力をデ

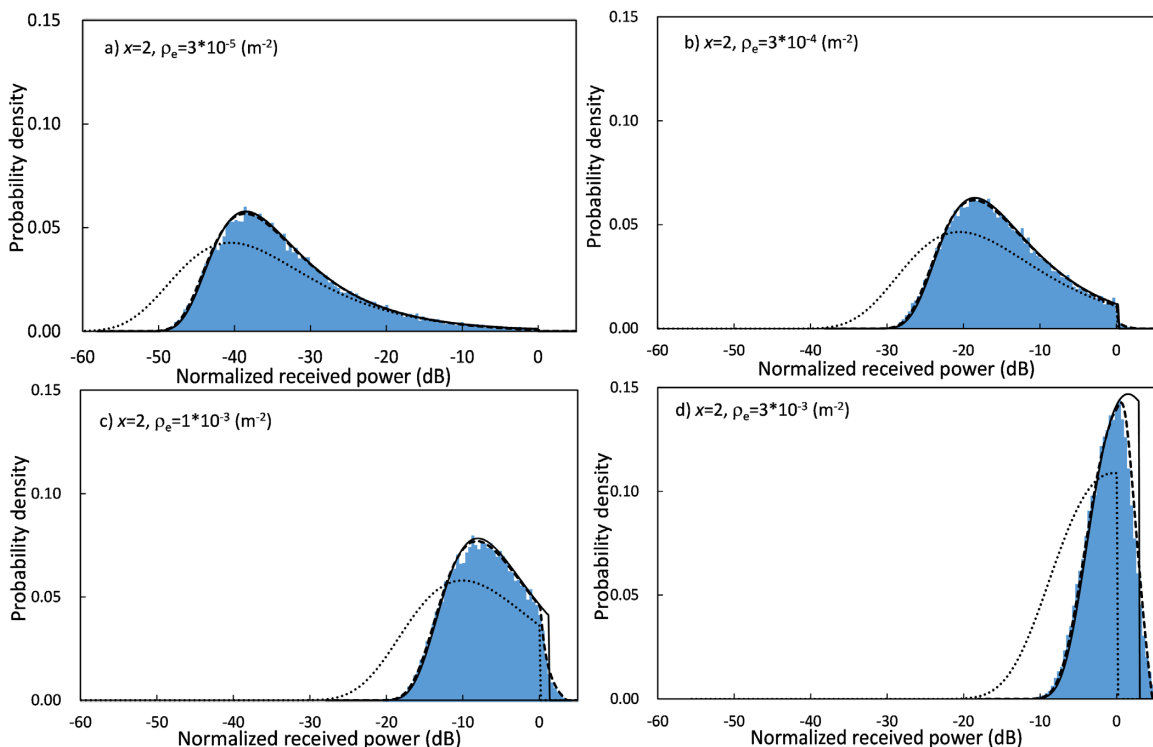


図5 異なる波源密度に対する妨害波受信電力の確率密度 実線: 式(25)による計算結果 破線: 式(A5)による計算結果 点線: 最寄り波源のみによる寄与 ヒストグラム: モンテカルロシミュレーション

シベル換算すると、ほぼ -20 dBである。これら2つの平均値に大きな差は、デシベルスケールと線形スケールの受信電力のPDFの違いに起因する。

3) 波源密度が高い場合(図5b~dに示す)、PDFの計算値(実線)は、分布の正側に鋭いカットオフ(確率密度の急激な減少)が現れ、波源密度が高くなるとカットオフが明瞭になる。実際には図5aに示したPDFでも見えにくい横軸が0 dBの近傍においてカットオフが発生している。このカットオフが生ずる原因は、図2に示す円環領域の内側半径(基準距離) d を境界としてその内側で波源が排除されているためである。このため、受信点から最も近い波源への距離 r_1 に対して $r_1 > d$ の制約が生じ、式(21a)で表される干渉電力には上限が生ずる。PDFにおいてカットオフを生ずる妨害波受信電力は、式(21a)に $r_1 = d$ を代入することで推定することができる。

また、シミュレーション結果を示したヒストグラムにおいても確率密度と同様な急激な減少が見られる。波源密度が低い場合は図5bに示すように、急峻(ほぼ垂直な)な減少が生じている。これは、3.2で述べたように、波源密度が低い場合には受信点に最も近い波源の寄与がより支配的になるためである。最寄りの波源は基準距離 d より小さい距離には存在しないため、妨害波電力の総和が0 dBより大きくなる確率は非常に小さくなる。一方、波源密度が高い場合(図5c及びd)には、ヒストグラムの減少は実線(計算値)で示されるような垂直な減少を示さず、若干緩やかとなることが分かる。このように、式(25)で計算したPDF(実線)とシミュレーションによるヒストグラムが異なるのは、式(25)が確率変数として r_1 (最寄りの波源までの距離)のみを仮定し、本来確率変数である最寄り以外の波源までの距離 $r_2 \sim r_N$ のランダム性(自由度)を無視した近似であることに起因する。また、図4に示す妨害波総電力の標準偏差の計算値が、波源密度が高い場合にはシミュレーションの結果よりもわずかに小さくなっているのも、同様の理由によると考えられる。

高い波源密度では、距離 r_1 と r_2 が基準距離 d に近い値をとる可能性が大きくなり、総受信電力が式(21a)で与えられる値より高くなる可能性も大きくなる。これを検証するため、距離 r_1 と同様に2番目に近い波源までの距離 r_2 も確率変数とみなした場合のPDF(付録Aに示す)の計算結果を図5a-dの破線で示す。このPDFは、特にカットオフ周辺でシミュレーション結果との一致度が増している。上記のように考慮する確率変数の数を増やすことによりPDFの推定精度は改善されるが、多くの確率変数を含む多重積分の数値計算には長時間を要するようになる。許容値設定モデル(式(2))による許容値算出の目的に対しては、図3、

図4に示すように、単一の確率変数 r_1 のみを含む式(21)~(24)で十分な精度が得られることがわかる。

- 4) 波源密度が $1/\pi d^2$ 以上の場合、図5dに示すように、PDFは比較的対称的で正規分布に類似した形状になる。同時に、式(17)から予想されるように標準偏差の小さい鋭い分布となる。
- 5) 比較のために、集積を考慮しない妨害波受信電力(すなわち、受信点に最も近い波源による妨害波のみの電力)のPDFを点線で示している。総(集積)受信電力と比較すると、総電力の方が負側に広い分布を持ち、PDFのカットオフも若干負側に存在する。

4 許容値計算への適用

4.1 場所一致の確率要素

本節では、CISPRにおける現行の許容値設定モデルに妨害波の集積がどのように導入可能かを検討する。2で述べたように、現行の許容値設定モデルにおける場所一致の確率要素は、受信機から最も近い波源からの正規化妨害波電力(デシベル単位) $10\log_{10}(p_1)$ を符号反転したものと一致する。妨害波の集積を考慮する場合、式(18)からデシベルスケールの総電力 $10\log_{10}(p_1 + p_a)$ を用いて場所一致の確率要素を表現できる。したがって、場所一致の確率要素の平均値 μ_L は、次のように表される。

$$\mu_L(d, r_m, \rho_e) = -\overline{P_{dB}}(d, r_m, \rho_e) \quad (28)$$

また、場所一致の確率要素の標準偏差は、式(24)による総電力の標準偏差と等しい。

$$\sigma_L(d, r_m, \rho_e) = \sigma_{dB}(d, r_m, \rho_e) \quad (29)$$

妨害波の集積効果を考慮して新たに許容値を設ける場合、上記の式(28)と式(29)が適用できる。

一方、1対1の干渉シナリオを想定して設定された既存の許容値に対し、集積効果を導入する場合は、単一波源に対する場所一致の確率要素と、全波源を考慮した場所一致の確率要素のそれぞれ平均値と標準偏差の違いを考慮して許容値を再計算する必要がある。

図6では、妨害波の総電力の平均値 $\overline{P_{dB}}$ (実線)を、最寄り波源による妨害波電力の平均 $\overline{P_{1dB}}$ (破線:式(22))と比較している。図6の実線と破線の垂直距離は、妨害波の集積の有無による平均受信電力の比に相当する。この電力比は、正規化された総受信電力が0 dB以下の領域、すなわち波源密度が式(15)で与えられる臨界値より低い場合には、比較的小さい。しかし波源密度の増加に従って、すべての伝搬係数 x について増大する。対照的に図7に示すように、集積の有無による妨害波電力の標準偏差の差は3 dB以下である。式(2)で

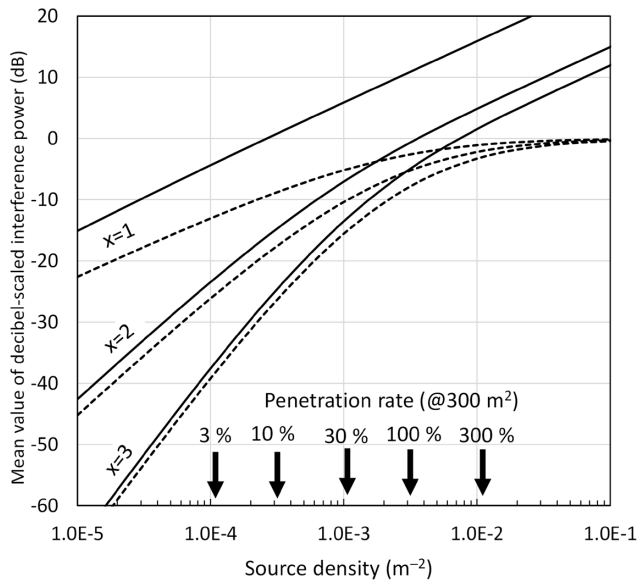


図6 式(21a)及び(22)で計算したデシベルスケールの総受信電力平均値(実線)と、最も近い波源からの受信電力の平均値(破線)の比較

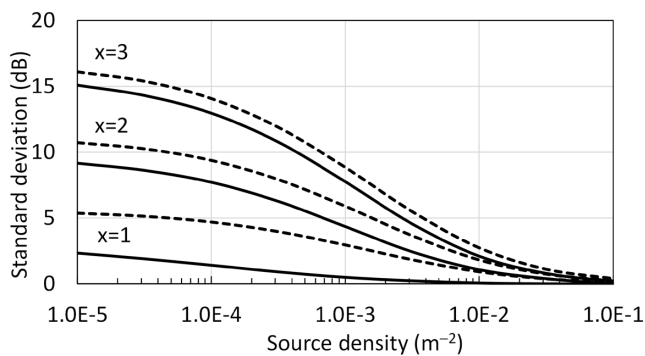


図7 式(21a)及び(22)で計算したデシベルスケールの総受信電力の標準偏差(実線)と、最も近い波源からの受信電力の標準偏差(破線)の比較

表されるように、許容値はデシベルスケールの確率要素の平均値の線形和と標準偏差の二乗平均平方根(RSS)で計算される。したがって、集積効果による妨害波総受信電力の平均値の増加が許容値計算に主に影響する。なお妨害波の集積の有無による平均電力の差、 $\overline{P_{dB}} - \overline{P_{1dB}}$ の概算には、付録Bの式(B3a)、(B3b)及び式(B6a)、(B6b)に示す折れ線近似が適用できる。

4.2 場所一致以外の確率要素

ここでは、場所一致以外の代表的な確率要素について簡単に述べる。受信アンテナがビーム幅 $\theta_r (< 2\pi)$ の指向性を持つ場合、指向性を許容値設定モデルに導入する最も簡単な方法は、波源密度が無指向性の場合より実質的に $\theta_r/2\pi$ だけ減少していると仮定することである。波受信点から見て波源が全方位に様に分布している場合、妨害波総受信電力の平均値 $\overline{P_{dB}}(d, r_m, \rho_{e1})$ は $\overline{P_{dB}}(d, r_m, \rho_{e1} \theta_r/2\pi)$ に減少する。一例として伝搬係数が $x = 1$ の場合、図3に示すように、

波源密度に対するデシベルスケールの総受信電力の勾配は10 dB/decadeである。したがって、妨害波総受信電力の減少量は $10\log_{10}(\theta_r/2\pi)$ (dB)となり、これはアンテナ指向性の確率要素の平均値とみなすことができる。なお、ビーム幅が狭いアンテナはアンテナ利得が高く、アンテナビームは通常、所望信号の到来方向に向けられることを考慮する必要がある。

同様に、波源が妨害波を放射する平均時間比率 $R_t (\leq 1)$ を定義すると、アクティブな波源の密度は $R_t \rho_{e1}$ であると仮定することが可能である。これは、妨害波の総受信電力の平均が $\overline{P_{dB}}(d, r_m, R_t \rho_{e1})$ となることを意味する。ただし、上記は各波源の動作がランダムで独立な場合である。LED照明を用いた街灯のように毎日夕方に一齐に点灯するような場合は成立しない。また、スイッチング電源コンバータを持つ太陽光発電システムでは、昼間だけ同時に運転されるため同様である。このような場合、動作時間比は必ずしも許容値を緩和する確率要素とはなり得ない。周波数一致の確率要素についても同様であり、例えば科学・産業・医療(ISM)機器は、同じISMバンドにおいてほぼ同じ基本周波数を利用しているため、それらの高調波が重なることは珍しくないと考えられる。

建物の減衰は、屋内の波源からの妨害波放射または屋内受信の場合に重要な確率要素であるが、この確率要素に関する利用可能な情報は少ない。被干渉受信機のアンテナが建物内にある場合、建物の壁による減衰はアンテナ利得(能率)の劣化と同等の効果を持つ。この場合、希望信号も同じ量だけ減衰することに注意が必要である。文献[15]によると、短波帯の壁による減衰は、壁面内の金属構造の有無に強く依存する。例えば、鉄筋コンクリート壁による減衰は、一般的な木造建築物による減衰よりも約30 dB高いことが報告されている。妨害波の総受信電力を推定するためには、壁による減衰量その他、想定される環境における建物総数に対する木造住宅の数の割合など、建物の構造に関する統計情報が必要となる。

5 まとめ

複数波源による妨害波の集積効果が無線保護に必要な妨害波許容値設定に与える影響について検討した。各妨害波源は被干渉受信機からの距離が基準距離 d と上限距離 r_m の間の円環状の領域にランダムに分布し、それぞれの位置は独立な一様分布に従うと仮定した。伝搬則は単純な距離のべき乗関数 $(r/d)^{-\alpha}$ とした。受信地点における妨害波の総受信電力の平均、標準偏差及び確率密度を理論及びシミュレーションにより評価し、以下の点が明らかとなった。

- 1) 波源の存在を仮定する最大距離 r_m を大きくしていった場合に、妨害波総受信電力の線形平均値が、基準距離 d に位置する単一波源からの妨害波受信電力を超える臨界波源密度 ρ_{e0} が存在する。
- 2) 波源密度 ρ_e が ρ_{e0} より十分に小さい場合、妨害波総受信電力のデシベル平均値は波源密度の増加に対し $10x$ dB/decade の割合で増加する。これは被干渉受信機に最も近い波源が総受信電力に対して支配的であることを示す。一方、波源密度が ρ_{e0} より高くなると、集積効果が支配的になる。総受信電力の増加率は波源密度の増加に対してほぼ 10 dB/decade である。
- 3) 総受信電力の標準偏差は、一般に波源密度が高くなるにつれて減少し、波源密度が臨界密度 ρ_{e0} より高い条件下では標準偏差は 3 dB 未満となる。波源密度が更に増加すると、標準偏差はゼロに漸近し、妨害波の総電力は決定論的な値に漸近する。
- 4) デシベルスケールの妨害波総受信電力の PDF は波源密度によって大きく変化する。波源密度が臨界値 ρ_{e0} より十分に低い場合、PDF は非対称で電力の正側に長い裾野を持つ。その結果、デシベルスケールの総電力の平均値と総電力の線形平均値のデシベル換算値の間に大きな差が生じる。また、検討したモデルでは受信点を中心とした基準距離内では波源が排除されている。この波源密度の不連続性の結果、総電力の PDF は鋭いカットオフを持つ。しかし、波源密度が大きくなると PDF の分布範囲が狭まり、対称的な分布に近づく。これは受信点から最も近い波源と、2 番目、3 番目に近い波源までの距離の差が小さくなり、いずれも基準距離に接近する（換言すれば総受信電力を支配する波源が最寄り波源のみでなく複数に増加する）ためと理解される。
- 5) 妨害波許容値設定に用いられる確率要素のうち、場所一致の確率要素の定義（最寄りの波源距離から基準距離までの伝搬減衰、すなわち基準距離に設置した単一波源からの受信電力で規格化した最寄り波源からの妨害波受信電力）を拡張し、最寄りの波源による受信電力を全波源による妨害波の総電力で置き換えることにより、現在 CISPR で使用されている許容値設定モデルに干渉の集積効果を導入することができる。現在使用されている許容値について、集積効果を考慮して再設定する場合、原理的には集積の有無による受信妨害波電力の平均値と標準偏差の差を補正すればよい。ただし、本検討では簡単に言及した妨害波の放射指向性や受信機の指向性、建物による減衰、時間や周波数の一致度などの確率要素は、実際の妨害波特性を十分に考慮する必要がある。

付録 A 波源までの距離を表す確率変数の数を増やした場合の総総受信電力の確率分布

式 (18) と (19) に代えて、最寄り波源までの距離 r_1 と 2 番目に近い波源までの距離 r_2 を用いて、受信電力 p_r を次のように表現する。

$$p_r = p_1 + p_2 + p_a \cong f(r_1) + f(r_2) + p_a(r_2) \quad (A1)$$

r_2 は、一様に分布する波源のうち、2 番目に受信機に最も近い波源である。距離 r_1 が、基準距離 d を下限とするレイリー分布に従うのと同様、 r_2 はその下限が r_1 であるレイリー分布に従う。

$$\text{PDF}(r_2|r_1) = \begin{cases} 2\pi\rho_e r_2 \exp(-\pi\rho_e r_2^2) \exp(\pi\rho_e r_1^2) & (r_2 > r_1) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (A2)$$

距離 r_1 と r_2 の結合 PDF は、式 (A2) で表される条件付き PDF に r_1 の PDF (式 (23)) を乗じることで得られる。伝搬則 $f(r)$ は距離 r の単調減少関数であるから、ある r_2 に対して総電力 p が p_r より小さくなる確率は、 r_1 が式 (A1) を満たす値 r_{1p} より大きくなる確率と等しくなる。 $p < p_r$ となる確率は、上記の確率を r_2 について積分することにより得られる。

$$\text{Pr}[p < p_r] \cong \int_{r_1=r_{1p}}^{r_2} \int_{r_2=d}^{r_m} \text{PDF}(r_1|d) \text{PDF}(r_2|r_1) dr_1 dr_2 \quad (A3)$$

ここで r_{1p} は、与えられた p_r と r_2 の値に対して条件 (A1) を満たす距離である。

$$r_{1p} = f^{-1}(p_r - f(r_2) - p_a(r_2)) \quad (d < r_{1p} < r_2) \quad (A4)$$

$p < p_r$ である確率は、 $10 \log_{10}(p) < 10 \log_{10}(p_r) \equiv P_{dB}$ である確率に等しいので、式 (A3) で表される累積確率を P_{dB} に関して微分することにより、デシベル単位の総受信電力の PDF が求められる。

$$\begin{aligned} \text{PDF}(P_{dB}) &\cong \int_d^{r_m} \text{PDF}(r_{1p}|d) \text{PDF}(r_2|r_{1p}) \left| \frac{dr_{1p}}{dP_{dB}} \right| dr_2 \\ &= \int_d^{r_m} (2\pi\rho_e)^2 r_{1p} r_2 \exp(-\pi\rho_e(r_2^2 - d^2)) \left| \frac{dr_{1p}}{dP_{dB}} \right| dr_2 \end{aligned} \quad (A5)$$

ただし

$$\left| \frac{dr_{1p}}{dP_{dB}} \right| = \left| \frac{dp_r}{dP_{dB}} \frac{dr_{1p}}{dp_r} \right| = \left(\frac{E}{p_r} \right)^{-1} (f'(r_{1p}))^{-1} \quad (A6)$$

同様に第 2、第 3 番目～ n 番目に受信機に近い波源までの距離 $r_1 < r_2 < \dots < r_n$ の結合 PDF は下記のように表される。

$$\text{PDF}(P_{\text{dB}}) \cong \int_{r_2=d}^{r_m} \int_{r_3=r_2}^{r_m} \cdots \int_{r_n=r_{n-1}}^{r_m} G(r_{1p}, r_2, r_3, \dots, r_n) \left| \frac{dr_{1p}}{dP_{\text{dB}}} \right| dr_2 dr_3 \cdots dr_n \quad (\text{A7})$$

ただし

$$r_{1p} \equiv f^{-1}(p_r - f(r_2) - f(r_3) \cdots f(r_n) - p_a(r_n))$$

$$G(r_1, r_2, r_3, \dots, r_n) \equiv (2\pi\rho_e)^n r_1 r_2 r_3 \cdots r_n \exp(-\pi\rho_e(r_n^2 - d^2)) \quad (\text{A8})$$

付録 B 総受信電力のデシベル平均値の直線近似

妨害波電力のデシベルスケール平均値を表す式 (22) は許容値設定に十分な近似値を与えるが、確率変数 r_1 に関する積分を含んでいる。したがって平均値を概算するためには、より簡単な近似式があると便利である。図 3 に示すように平均電力の勾配は臨界密度との大小関係に応じて ρ_{e0} 、 $\rho_e > \rho_{e0}$ と $\rho_e \ll \rho_{e0}$ の各領域で異なる定数に漸近するので、以下のような区分的近似が得られる。

式 (21 a) で与えられるように、総受信電力は、下限 $d > 0$ を有するレイリー分布 (式 (23)) に従う最小距離 r_1 の関数で近似できる。下限 d が 0 の通常のレイリー分布に従う確率変数 r に対して、 $\log_e(r)$ は対数レイリー分布に従い、平均値 $\overline{\log_e(r^2)}$ と二乗平均 $\overline{(\log_e(r^2))^2}$ はそれぞれ $\log_e(r^2) - \gamma$ と $\pi^2/6$ で与えられることが知られている [20][21]。ただし $\gamma \cong 0.57$ はオイラー定数である。したがって下限のない PDF (式 (23)) を有する最小距離 r_1 については、 $\overline{\log_e(r_1^2)} = -\log_e(\pi\rho_e) - \gamma$ である。受信点から最も近い波源による妨害波電力 r_1^{-2x} は、 $d = 0$ の場合、有限の線形平均を持たないことが知られている [5]。しかし、上記対数レイリー分布の性質から、最も近い波源からの妨害波受信電力のデシベル平均値は $d=0$ の場合でも有限であり、 $\overline{10 \log_{10}(r_1^{-2x})} = x(10 \log_{10}(\pi\rho_e) + \gamma E)$ となる。なお式 (27) から $E \cong 4.3(\text{dB})$ なので、 $\gamma E \cong 2.5(\text{dB})$ である。波源密度が臨界値よりずっと低い場合、最寄り波源までの距離 r_1 の確率分布に対する制約 $r_1 > d$ の影響を無視できれば、式 (23) で表される PDF において $\exp(\pi\rho_e d^2)$ の項も無視可能である。したがって最寄りの波源からの妨害波電力 r_1 のデシベル平均値は、次式で与えられる。

$$\overline{P_{1\text{dB}}} \equiv \overline{10 \log_{10}(p_1)} = 10 \log_{10} \left(\frac{r_1}{d} \right)^{-2x} \cong x(10 \log_{10}(\pi d^2 \rho_e) + \gamma E) \quad (\rho_e \ll \rho_{e0}) \quad (\text{B1a})$$

一方、波源が高密度の場合は最寄り波源までの距離 r_1

が基準距離 d に近づき、次のようになる。

$$\overline{P_{1\text{dB}}} \cong 10 \log_{10} \left(\frac{d}{d} \right)^{-2x} = 0 \quad (\rho_{e0} \ll \rho_e) \quad (\text{B1b})$$

次に総受信電力のデシベル平均値については、以下のように近似できる。

1) $x = 1$ の場合

総電力が 0 dB より大きい高波源密度では、総電力の標準偏差は 1 dB 以下となる。これは、総電力が決定論的な値に近づくことを意味し、したがって、その平均は、線形平均のデシベル変換によって近似できる。式 (10) より、平均値は次式で表される。

$$\overline{P_{\text{dB}}} \cong 10 \log_{10} \left(\pi\rho_e d^2 \log_e \left(\frac{r_m^2}{d^2} \right) \right) \quad (\text{B2})$$

なお、式 (B2) は $\overline{P_{\text{dB}}}$ がマイナスの場合でも適用可能で、図 B のように、集約の有無による平均電力の差は下記のようになる。

$$\overline{P_{\text{dB}}} - \overline{P_{1\text{dB}}} \cong \begin{cases} 10 \log_{10} \left(\exp(-\gamma) \cdot \log_e \left(\frac{r_m^2}{d^2} \right) \right) & (\rho_e \ll \rho_{e0}) \quad (\text{B3a}) \\ 10 \log_{10} \left(\pi\rho_e d^2 \log_e \left(\frac{r_m^2}{d^2} \right) \right) & (\rho_{e0} \ll \rho_e) \quad (\text{B3b}) \end{cases}$$

2) $x > 1$ の場合

より簡単な式を得るために、式 (18) と (20) に以下の近似式を適用する。

$$\log_e(1+y) \cong \begin{cases} \log_e(y) & \text{for } y \gg 1 \\ y & \text{for } 0 < y \leq 1 \end{cases} \quad (\text{B4})$$

波源密度が臨界値より十分に低い場合、総受信電力のデシベル平均値は、次のように近在できる。

$$\begin{aligned} \overline{P_{\text{dB}}} &\equiv 10 \overline{\log_{10}(p_1 + p_a)} = 10 \log_{10} \left[\left(\frac{r_1}{d} \right)^{-2x} \left(1 + \frac{\pi\rho_e r_1^2}{x-1} \right) \right] \\ &\cong x(10 \log_{10}(\pi d^2 \rho_e) + \gamma E) + 10 \log_{10} \left(1 + \frac{\pi\rho_e r_1^2}{x-1} \right) \\ &= x(10 \log_{10}(\pi d^2 \rho_e) + \gamma E) + 10 \log_{10} \left(1 + \frac{\exp(-\gamma)}{x-1} \right) \end{aligned} \quad (\rho_e \ll \rho_{e0}) \quad (\text{B5a})$$

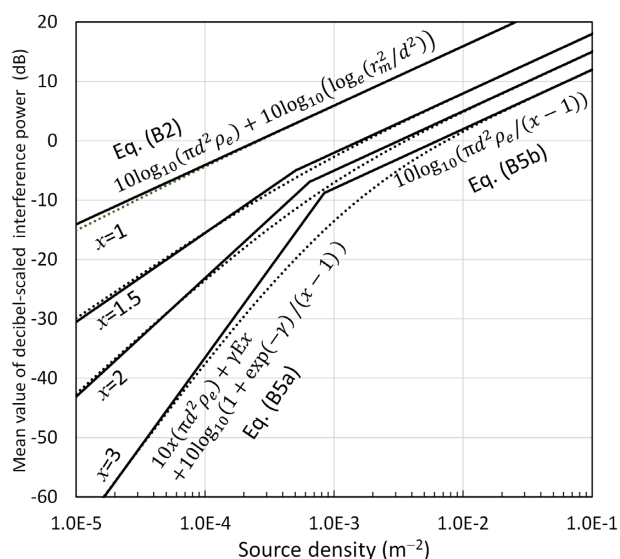
波源密度が臨界値より十分に高い場合、最寄り波源までの距離 r_1 は基準距離 d で近似できるため、以下が得られる。

$$\overline{P_{dB}} \cong 10 \log_{10} \left[\left(1 + \frac{\pi \rho_e d^2}{x-1} \right) \right] \cong 10 \log_{10} \left(\frac{\pi \rho_e d^2}{x-1} \right) \quad (\rho_{e0} \ll \rho_e) \quad (B5b)$$

したがって妨害波の集積の有無による受信電力のデシベル平均値の差は、近似的に

$$\overline{P_{dB}} - \overline{P_{1dB}} \cong \begin{cases} 10 \log_{10} \left(1 + \frac{\exp(-\gamma)}{x-1} \right) & (\rho_e \ll \rho_{e0}) \quad (B6a) \\ 10 \log_{10} \left(\frac{\pi \rho_e d^2}{x-1} \right) & (\rho_{e0} \ll \rho_e) \quad (B6b) \end{cases}$$

式(B6a)と(B6b)で表される差は、最遠の波源までの距離を十分大とした場合の近似値であるが、特に式(B6a)で示される低波源密度の場合には、上記の差は波源密度にも基準距離 d にも依存しないことが分かる。以上の区分的近似を用いて計算した平均干渉電力を、(22)により計算した結果を図Bに示す。



図B 式(B2)、(B5a)、(B5b)を用いて計算した受信電力のデシベル平均値の区分直線近似(実線)。点線は式(22)による計算結果。基準距離 $d = 10$ m、最大半径は $r_m = 5000$ m

【参考文献】

- 1 CISPR/1389/DC, Increasing number of devices, International Special Committee on Radio Interference, Oct. 2017.
- 2 T. W. H. Fockens, A. P. M. Zwamborn, and F. Leferink, "Measurement methodology and results of measurements of the man-made noise floor on HF in the Netherlands," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.61, no.2, pp.337-343, April 2019.
- 3 CISPR/TR 16-4-4 ed. 2.1, Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 4-4: Uncertainties, statistics and limit modelling - Statistics of complaints and a model for the calculation of limits for the protection of radio services, Interna-

tional Special Committee on Radio Interference, June 2017.

- 4 Y. Matsumoto, K. Gotoh, and Y. Yamanaka, "Dependence of minimum propagation distance and related attenuation of radio disturbance on the density of randomly located emitters and receivers in limit setting model," IEEE EMC Mag., vol.8, Q.3, pp.58-64, Oct. 2019.
- 5 M. Haenggi, J. G. Andrews, F. Baccelli, O. Dousse, and M. Franceschetti, Stochastic geometry and random graphs for the analysis and design of wireless networks. IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.27, no.7, pp.1029-1046, Sept. 2009.
- 6 E. S. Sousa and J. A. Silvester, "Optimum transmission ranges in a direct-sequence spread-spectrum multihop packet radio network," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.8, no.5, pp.762-771, June 1990.
- 7 V. Mordachev, "Mathematical models for radiosignals dynamic range prediction in space-scattered mobile radiocommunication networks," Proc. IEEE VTC Fall, pp.904-911, Boston, Sept. 24-28, 2000.
- 8 S. Weber, X. Yang, J. G. Andrews, and G. de Veciana, "Transmission capacity of ad hoc networks with outage constraints," IEEE Trans. Inform. Theory, vol.51, no.12, pp.4091-4102, Dec. 2005.
- 9 J. H. Stott, "Protection of 'sensitive' receiving sites," BBC R&D, Technical Note, 1282C(99), Oct. 1999.
- 10 Y. Yamanaka, Y. Matsumoto, K. Gotoh, and A. Sugiura, "Model for calculation of limits of radio disturbance from wireless power transfer system for electric vehicles," Proc. EMC Sapporo & APEMC 2019, pp.605-608, Sapporo, Japan, June 2019.
- 11 Y. Kanasaki, T. Yui, H. Uno, K. Ikeda, and Y. Saito, "Leakage emulator intended for electromagnetic field leaked from wireless power transfer system," Proc. 2015 IEEE WPT Conf., Boulder, July 2015.
- 12 I. Wu, H. Ohta, K. Gotoh, S. Ishigami, and Y. Matsumoto, "Characteristics of radiation noise from an LED lamp and its effect on the BER performance of an OFDM system for DTTB," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.56, no.1, pp.132-142, Feb. 2014.
- 13 Y. Matsumoto, K. Gotoh, and Y. Yamanaka, "Aggregation effect of radiated disturbances from multiple emitters on the limit-setting model," EMC EUROPE 2020, OD10-5, Rome, Sept. 2020.
- 14 CISPR/TR31, Database on the characteristics of radio services, International Special Committee on Radio Interference, available at the EMC Zone of the IEC web site (<http://www.iec.ch/emc/database>).
- 15 I. Wu, S. Ishigami, K. Gotoh, and Y. Matsumoto, "Dependence of attenuation of common mode radiation from indoor power line communication system on structure of reinforced concrete wall," IEICE Trans. Commun., vol.E92-B, no.9, pp.2931-2938, Sept. 2009.
- 16 Recommendation ITU-R SM.1753-2, "Methods for measurements of radio noise," International Telecommunication Union Radiocommunication Sector, 2012.
- 17 Y. Matsumoto, K. Gotoh, and Y. Yamanaka, "An approach to introducing interference aggregation effect into the emission-limit-setting model for radio protection," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.63, no.3, pp.650-661, June 2021.
- 18 Recommendation ITU-R P.368-9, "Ground-wave propagation curves for frequencies between 10 kHz and 30 MHz," International Telecommunication Union Radiocommunication Sector, 2010.
- 19 T. W. H. Fockens and F. Leferink, "Correlation between measured man-made noise levels and the density of habitation," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.62, no.6, pp.2696-2703, Dec. 2020.
- 20 W. L. Shepherd and P. Milnarich, Jr., "Basic relations between a Rayleigh-distributed randomly varying voltage and a decibel record of the voltage," Proc. IEEE, vol.61, no.12, pp.1765-1766, Dec. 1973.
- 21 T. Harrett, "Comment on 'Basic relations between a Rayleigh-distributed randomly varying voltage and a decibel record of the voltage,'" Proc. IEEE, vol.62, no.7, p.1036, July 1974.

2 先端 EMC 技術 (通信 EMC)



松本 泰 (まつもと やすし)

電磁波研究所
電磁波標準研究センター
電磁環境研究室
研究員
博士 (工学)
電磁雑音の計測・モデリング、干渉評価法
【受賞歴】

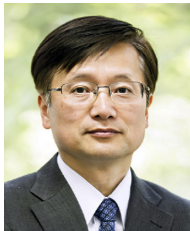
2020 年 令和 2 年度文部科学大臣表彰
科学技術賞
2011 年 IEEE Richard Schulz Transactions
Prize Paper Award
2009 年 IEICE Communications Society
Best Paper Award



後藤 薫 (ごとう かおる)

電磁波研究所
電磁波標準研究センター
電磁環境研究室
標準校正グループ
グループリーダー
博士 (工学)
電磁雑音の統計量、電磁干渉評価法
【受賞歴】

2020 年 令和 2 年度文部科学大臣表彰
科学技術賞
2011 年 IEEE Richard Schulz Transactions
Prize Paper Award



山中 幸雄 (やまなか ゆきお)

電磁波研究所
電磁波標準研究センター
電磁環境研究室
協力研究員
博士 (工学)
電磁雑音計測法、雑音統計量
【受賞歴】

2020 年 令和 2 年度文部科学大臣表彰
科学技術賞
2014 年 第 59 回 (平成 25 年度) 前島密賞
2010 年 IEC 1906 Award